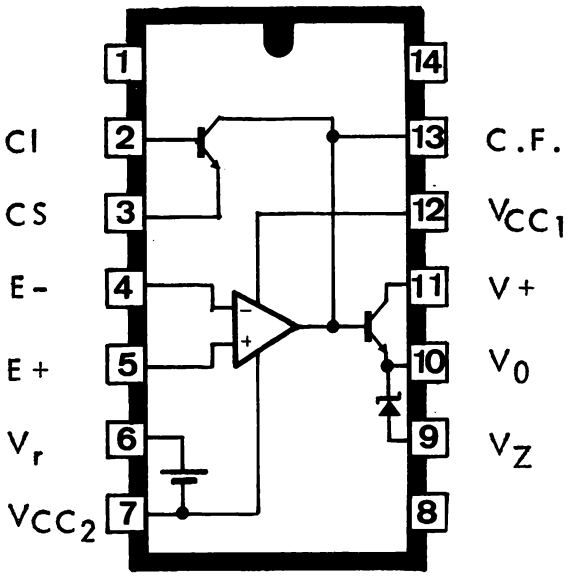
Regulateur 72723 (NA 62)

REGULATEUR SN 52/72 723

1. DESCRIPTION

Le régulateur SN 52/72 723 se compose de deux parties distinctes :

- Une source de tension de référence (tension nominale 7,15V)
- Le régulateur proprement dit.



SN 52/72 723 N

1.1. Source de tension de référence (Fig. 1)

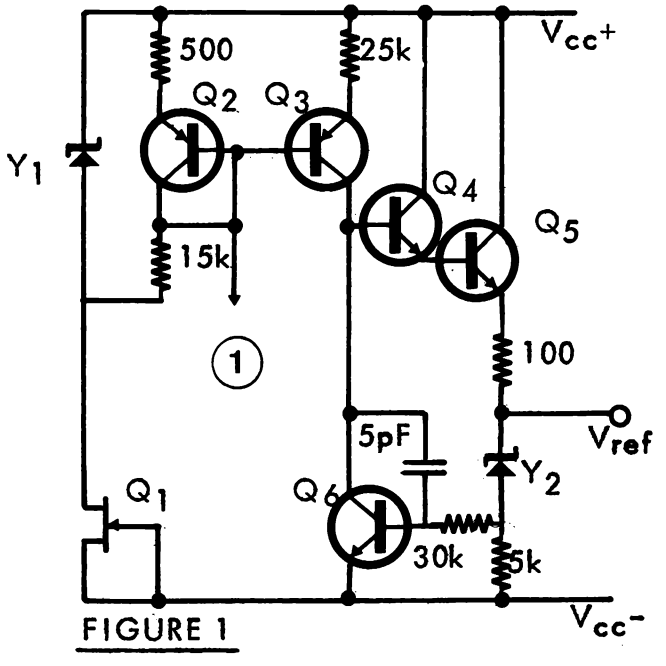
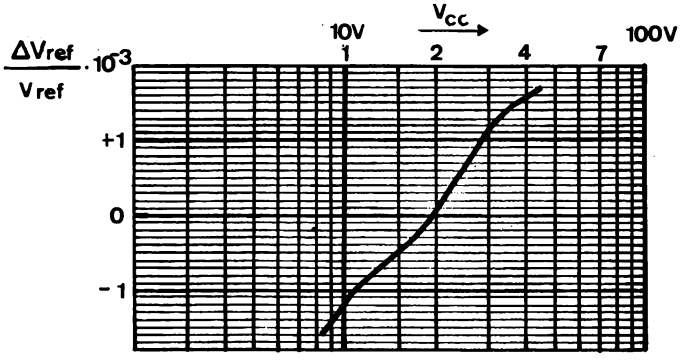
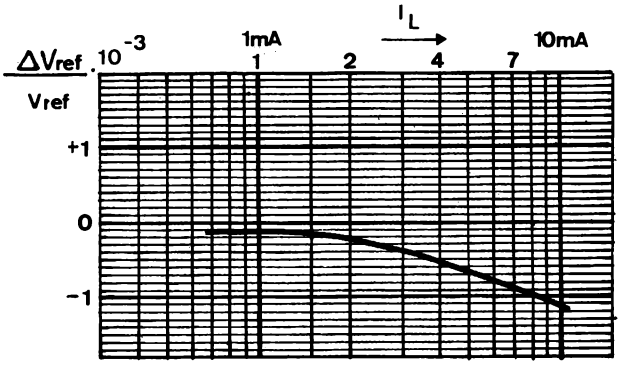


FIGURE 1

La source de tension de référence est essentiellement composée de la diode zener Y_2, de l'amplificateur d'erreur Q_6 et de l'amplificateur de puissance Q_4, Q_5. Ce montage a deux buts : compenser le coefficient de température de la diode z ener mais surtout, permettre qu'elle soit alimentée par un courant constant quels que soient le courant de charge et la tension d'alimentation comme le montrent les deux courbes ci-dessous : la première représente la variation relative de la tension de référence en fonction de la tension de référence en fonction de la tension d'alimentation et la seconde la même variation relative en fonction du courant de charge.





La source de tension de référence peut être alors représentée par le schéma simplifié de la figure 2.

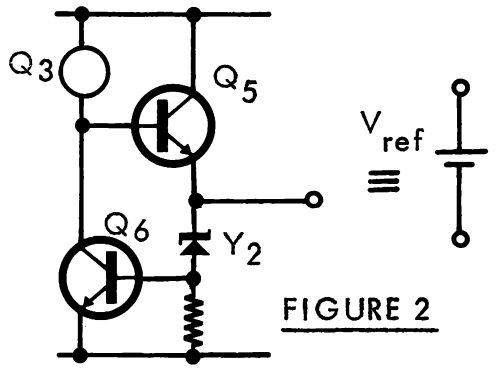


FIGURE 2

Toutes les résistances de charge des éléments actifs étant constituées par des générateurs de courant ceux-ci ont besoin d'une source de référence. Elle est constituée par la diode zener Y1 et le pont 500Ω, Q_2, 15kΩ. La diode zener Y_1 est alimentée à courant quasi-constant par le FET Q_1.

1.2. Régulateur (Fig. 3).

Le régulateur proprement dit comporte un amplificateur différentiel d'erreur (Q_{11} et Q_{12}) et un amplificateur de puissance Q14 suivi du ballast Q15. Les émetteurs de l'étage différentiel sont alimentés par la source de courant Q_{13} dont la tension de référence est fournie par Q_9 et Q_{10}.

Les deux électrodes (émetteur et collecteur) du ballast sont sorties, ce qui permet d'utiliser toute combinaison possible de ballasts extérieurs.

Le schéma simplifié du régulateur est représenté sur la figure 4.

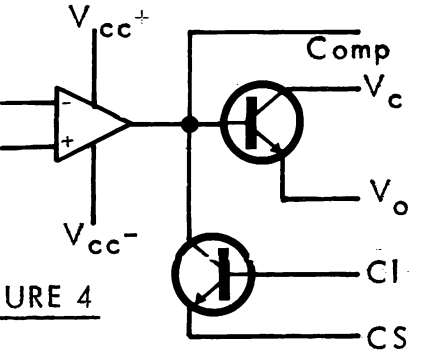


FIGURE 4

2. UTILISATION

Le régulateur SN 52/72 723 peut être utilisé seul à condition que la puissance dissipée ne dépasse pas les limites tolérées (Fig. 5) ou associé à des ballasts extérieurs, il peut être utilisé en régulateur positif ou négatif, haute ou basse tension, générateur de courant etc... comme le montrent les différentes applications ci-dessous.

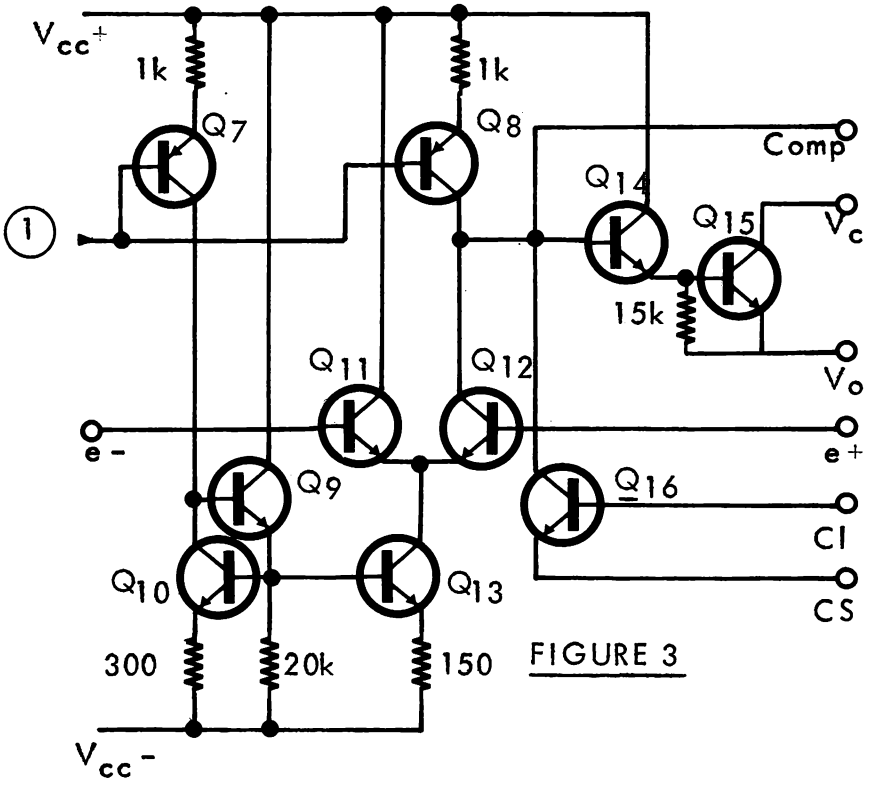


FIGURE 3

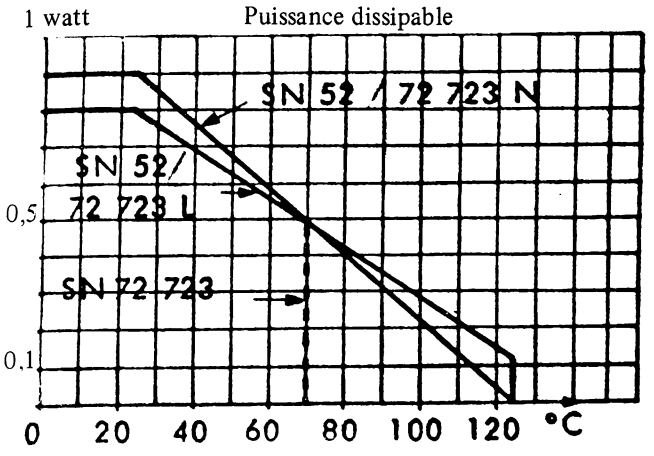


Figure 5

2.1. Tension de sortie inférieure à la tension de référence (Fig. 6)

L'amplificateur d'erreur est monté en suiveur, au gain unité et la tension de référence est ramenée à la valeur voulue (5V dans ce cas) par un pont diviseur qui alimente l'entrée non inverseuse. La tension minimale de l'entrée est de 2V. Il est préférable, pour un régulateur de ce type,

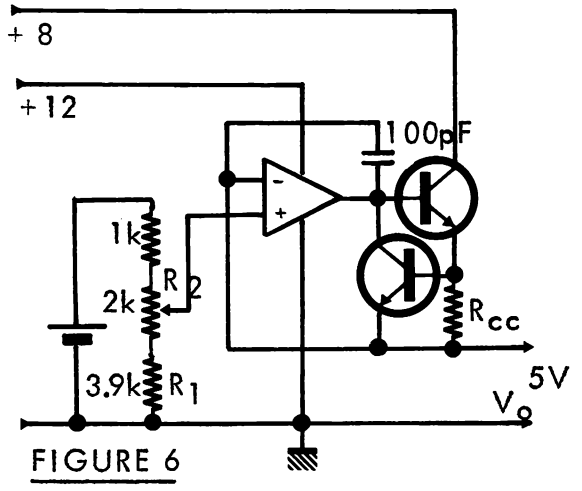


FIGURE 6

qui est destiné en général à alimenter des circuits logiques, d'alimenter le régulateur par une tension de 12V plus ou moins stabilisée et le ballast par une tension inférieure (8V par exemple) pour diminuer la puissance dissipée dans le régulateur. Par exemple, d'après la courbe de la figure 5 et, pour une utilisation avec une température ambiante de 40°C Max. le régulateur SN 72 723 N peut dissiper 760 mW m W; la dissipation interne normale est de 40 m Wenviron, il reste donc 720 m W disponible pour le ballast. Sachant que la tension d'alimentation, qui est, nominalement, de 8V peut atteindre 9V et, qu'en court-circuit, il reste 0.6V env. aux bornes de R_{cc}; la chute de tension dans le ballast peut être de 8.4V ce qui, pour une puissance dissipée de 720 m W donne un courant maximal de sortie de 85 mA par contre, si l'on est certain qu'il n'y aura ni court-circuit, ni surcharge, on peut disposer de 150 mA qui est le courant maximal que peut débiter le régulateur.

$$V_o = V_Z \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

2.2. Tension de sortie supérieure à la tension de référence

Dans ce cas, la tension de référence est branchée directement sur l'entrée + et la tension de sortie est ajustée par le pont de résistances. Les mêmes considérations de puissance et de courant de sortie que celles du montage précédent doivent être appliquées.

$$V_o = V_Z \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

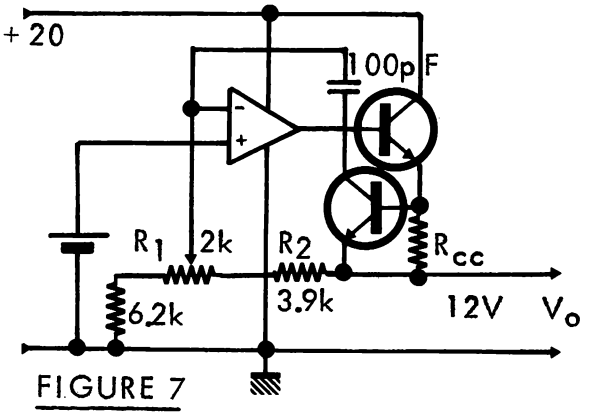


FIGURE 7

2.3. Adjonction de ballasts extérieurs

Quand le courant de sortie ou la puissance dissipée dépassent les limites admissibles, on peut adjoindre des transistors extérieurs, quitte à les monter sur radiateur, pour obtenir une puissance de sortie plus élevée.

a) Ballast PNP

Quand on utilise un ballast PNP, celui-ci doit être monté en amplificateur à contre-réaction totale (quelquefois appelé "Super Darlington") comme le montre le schéma de la figure 8.

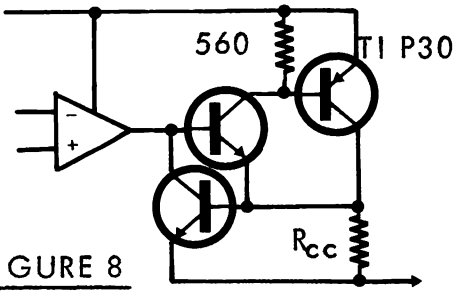


FIGURE 8

b) Ballast NPN

Si on utilise un ballast NPN, celui-ci doit être monté en Darlington avec le ballast intérieur. Mais la régulation risque d'être moins bonne qu'avec le montage précédent puisque l'amplificateur d'erreur doit rattraper les deux V_{be} des transistors de sortie, dont celui du dernier transistor, qui peut varier de près de 400 mV dans les cas extrêmes.

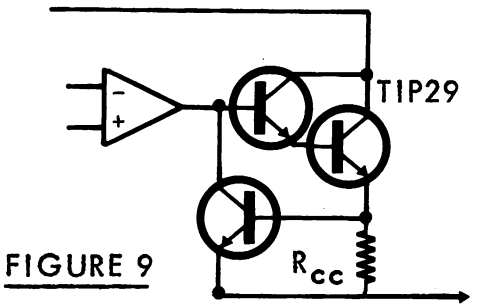


FIGURE 9

c) Ballast combiné PNP-NPN

Dans les cas des figures 8 et 9 ont peut atteindre des courants de sortie de l'ordre de l'ampère; si on veut des courants plus importants, on peut combiner les deux montages et arriver à celui de la figure 10 qui, lui, peut fournir un courant de 10A.

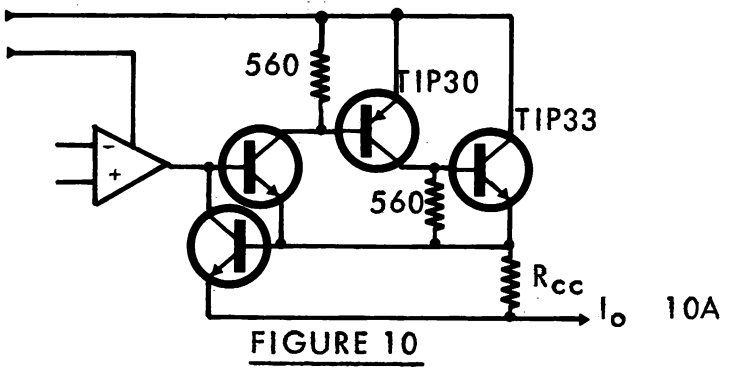


FIGURE 10

2.4. Régulateur de tension négative (Régulateur série)

On peut utiliser le régulateur SN 52/72 723 pour réguler des tensions négatives par rapport à la masse à condition de lui adjoindre un ballast extérieur. La tension de référence étant alors accrochée à la tension régulée et non à la masse, les entrées de l'amplificateur d'erreur doivent être inversées.

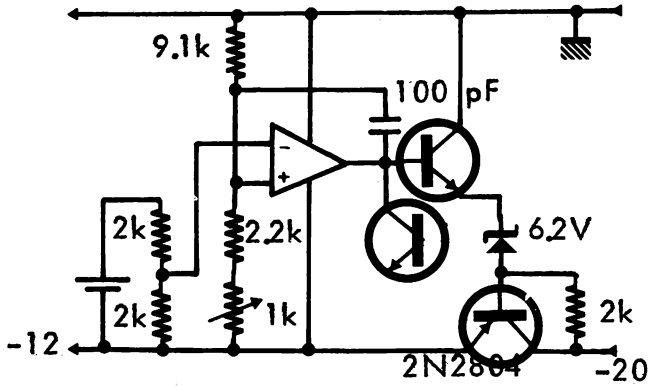


FIGURE 11

L'entrée - est réunie à la tension de référence, divisée par deux de façon à assurer un fonctionnement correct de l'amplificateur d'erreur, alors que la tension de sortie (qui est l'alimentation du régulateur) est mesurée par le pont 9.1k - 2.2k - 1k et injectée sur l'entrée +. Le démarrage du régulateur est assuré normalement par la résistance de 2kΩ entre base et collecteur du ballast. Dès que la tension de sortie est atteinte, le courant de base est modulé par le régulateur à travers une diode zener de 6.2V (cette diode est incorporée dans le SN 52/72 723 N mais non dans le L qui ne dispose pas d'assez de broches) de façon à maintenir la tension de sortie constante.

2.5. Régulateur de tension négative (Régulateur Shunt)

Bien souvent, les régulateurs négatifs sont des régulateurs de faible puissance; ils ne servent qu'à fournir la tension V_{cc} - à des amplificateurs opérationnels et on peut alors utiliser le montage shunt de la figure 12. Ici, le ballast est constitué d'une résistance RB et le régulateur ne fait qu'absorber le surcroît de courant qui est nécessaire pour maintenir la tension de sortie à la valeur voulue. Avec la diode interne du SN 52/72 723 N on peut atteindre un courant de régulation de 25 mA; ce courant correspondant aux fluctuations dues aux variations de charge ou de tension d'entrée.

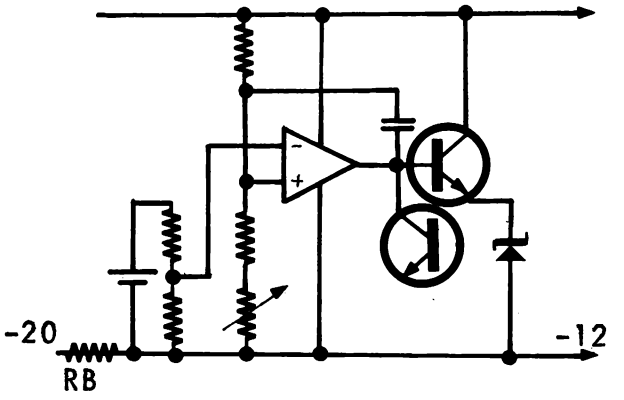
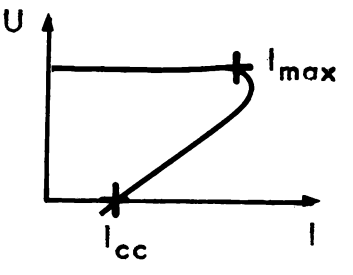


FIGURE 12

2.6. Protection par limitation de puissance (Fig. 13)

Ce type de protection contre les court-circuits dit Fold Back en anglais à l'avantage de limiter la puissance dissipée dans le régulateur en cas de court-circuit; le courant de sortie diminuant au fur et à mesure que la tension de sortie descend suivant une courbe identique à celle ci-contre. Les deux points clés qui sont I_{max} et I_{cc}



sont données par les formules ci-dessous. Elles ne sont pas rigoureuses du fait que la tension V_{be} du transistor de limitation peut varier de 0.55 à 0.65V; une valeur moyenne de 0.6V a été choisie :

$$I_{max} = \left(\frac{V_o}{R_{cc}} \cdot \frac{R_1}{R_2}\right) + I_{cc}$$

$$I_{cc} = \frac{0.6}{R_{cc}} \quad (1 + \frac{R_1}{R_2})$$

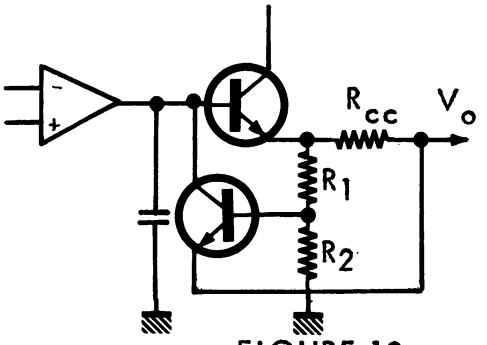


FIGURE 13

2.7. Masse synthétique (Fig. 14)

Pour diverses raisons d'ordre pratique (puissance dissipée, coefficient de température, limitation de courant etc...) on a avantage à utiliser une seule alimentation et à la couper ensuite en deux, plutôt que deux alimentations distinctes quand il s'agit d'un ensemble analogique avec amplificateurs opérationnels; si par exemple ceux-ci doivent être alimentés par + et - 12V on peut faire une seule alimentation 24V, la division en deux par un pont à faible résistance interne et utiliser ce pont milieu comme masse; malheureusement, deux résistances ne constituent pas une source d'assez faible impédance pour réaliser une bonne masse. On peut alors utiliser l'amplificateur d'erreur d'un SN 52/72 723 de façon à rendre presque nulle l'impédance présentée par le pont diviseur. Si le courant dans le point milieu est faible, on peut utiliser, comme masse la sortie du régulateur avec une résistance ballast vers le V_{cc}- si non, il vaut mieux utiliser deux transistors comme sur la figure 14.

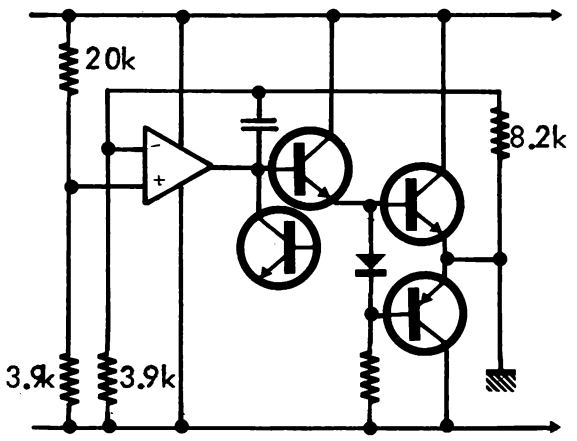


FIGURE 14

2.8. Régulateur positif haute tension (Fig. 15)

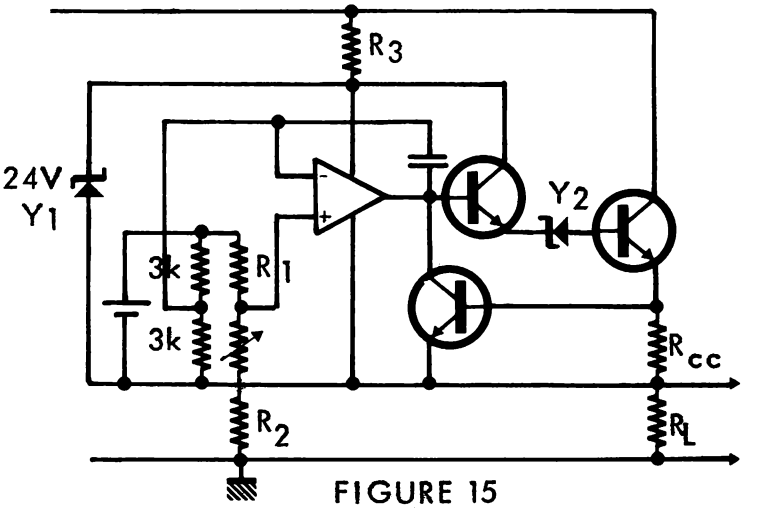


FIGURE 15

Ce régulateur est prévu pour fournir des tensions de sortie supérieures à la valeur maximale admissible de la tension d'alimentation du régulateur SN 52/72 723. Le circuit intégré est monté flottant entre la tension d'entrée et la tension de sortie, il est alimenté sous 24V par R_3 et Y_1 ce qui fait qu'il demande d'être utilisé avec une résistance maximale ou bleeder (R_L) de façon à ce que, même à vide, le courant d'alimentation du régulateur et celui de la zener puissent s'évacuer vers la masse. On doit donc avoir

$$R_{L(k\Omega)} \quad \frac{e_o}{I_{Z(mA)} + 3.5}$$

Le ballast doit, obligatoirement, être extérieur puisqu'il doit pouvoir supporter la totalité de la tension d'alimentation en cas de court-circuit.

La valeur de la tension de sortie est donnée par

$$3.6\,(1 + \frac{R_2}{R_1}) \quad \text{à } \pm 3\%$$

2.9. Régulateur négatif haute tension (Fig. 16)

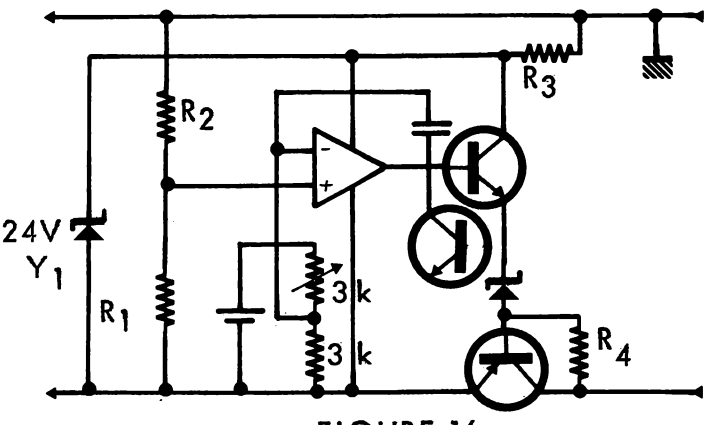


FIGURE 16

Ce régulateur est la transposition, en version haute-tension de celui du paragraphe 2.4. Le circuit est alimenté, sous 24 V, par R_3 et Y_1 et le ballast est un transistor PNP et son fonctionnement est exactement semblable à celui de la figure 11.

2.10. Régulateur de courant (Fig. 17)

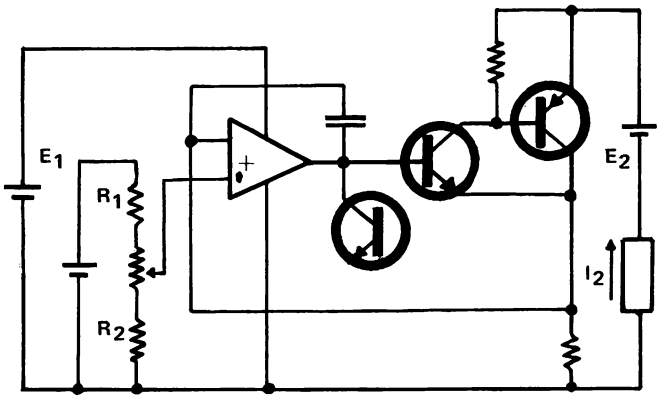


Figure 17.

Ce régulateur de courant demande deux sources d'alimentation : E_1 qui doit fournir de 10 à 30 V pour l'alimentation du régulateur et e_2 qui alimente le circuit de puissance. Ces deux sources peuvent être communes si le courant d'alimentation du régulateur est négligeable devant le courant d'utilisation.

Le courant dans la charge I_L est maintenu constant par le simple fait que la tension aux bornes de la résistance de mesure R_m est maintenue égale à celle qui est présente sur le pont diviseur R_1 R_2.

Suivant la nature du ballast extérieur utilisé, des courants de quelques milliampères, à quelques milliers d'ampères peuvent être aisément contrôlé.

2.11. Régulateur à commutation :

L'utilisation du SN 72723 permet de réaliser, avec un petit nombre de composants additionnels, des alimentations à commutation offrant l'avantage sur les alimentations séries d'avoir un excellent rendement, donc un encombrement réduit par suppression des dissipateurs.

Le principe d'une alimentation à commutation est simple (fig. 18) : lorsque l'interrupteur, constitué par le transistor Q, se forme, le courant croît linéairement dans la self L suivant la relation : $V_E - V_S = \frac{di}{dt}$; un courant traverse la charge et charge la capacité C. Quand le transistor Q est bloqué, le courant décroît dans la self L, le circuit se refermant alors par la diode D. Quand le courant dans la self devient inférieur au courant dans la charge, la capacité commence à se décharger, puis Q se ferme et le cycle recommence.

En négligeant les chutes de tension aux bornes du transistor Q et de la diode D, on aura $V_S = V_E \frac{\text{temps de conduction}}{\text{}}$ et ce, quelque soit le courant traversant la charge.

Une modification de la tension d'entrée ou du courant dans la charge se traduira, soit par une modification du rapport cyclique, soit par une modification de la fréquence de fonctionnement.

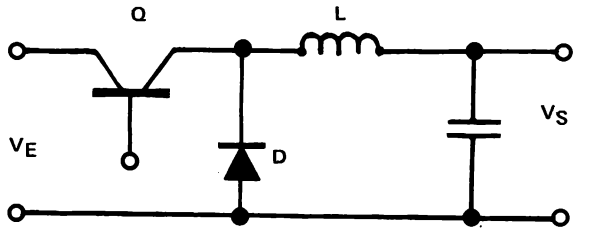


Fig. 18. Alimentation en Commutation Principe

Une telle alimentation est réalisée facilement en utilisant le circuit SN 72723.

A l'entrée non inverseuse de l'amplificateur commandant le transistor ballast interne est appliquée la tension de référence V Ref interne du SN 72723 à laquelle est ajoutée une faible réaction positive, déterminée par le rapport des résistances R_1 et R_2 et la tension d'entrée VE.

Une fraction de la tension de sortie est ramenée sur l'entrée inverseuse, cette fraction étant déterminée par le rapport des résistances R_4 et $R_5 + PR_6$.

Si nous supposons que $R_1 \gg R_2$, la tension à l'entrée non inverseuse l'amplificateur d'erreur est donnée approximativement par : $V_{Ref} + \frac{R2}{R1} \times V_E$.

Nous appellerons $V_H = \frac{R2}{R1} \times V_E$ la tension égale à l'hystérésis apportée à l'amplificateur d'erreur par la réaction positive.

A la mise en route, la tension de sortie est inférieure à la tension $V_{Ref} + V_H$, le transistor ballast interne conduit et le transistor externe est saturé; le courant circule à travers la self et dans la charge; lorsque la tension de sortie dépasse $V_{Ref} + V_H$, l'amplificateur d'erreur bloque le transistor ballast interne et le courant commence à décroître dans la self L, la diode D est polarisée en direct.

Lorsque le courant dans la self L descend en dessous du courant dans la charge, la capacité C commence à se décharger et la tension de sortie diminue jusqu'à ce que la fraction de cette tension ramenée à l'entrée inverseuse soit inférieure à la tension de référence V_{Ref}; alors l'amplificateur d'erreur bascule et vient faire conduire le ballast interne qui sature Q et le cycle recommence.

La tension de sortie V_S oscille donc autour de la valeur choisie d'une amplitude voisine de $V_H = \frac{R1}{R2} \times V_E$, à la fréquence de commutation du transistor Q.

L'ondulation résiduelle sera de l'ordre de grandeur de V_H; la capacité C en parallèle sur $R_4 + PR_6$ réduit cette ondulation en la réinjectant à l'entrée de l'amplificateur.

La valeur de la self déterminera le courant crête qui traversera le transistor ballast externe et la diode D en fonction du courant consommé en sortie; des équations de courants, on tire :

$$L = \frac{V_S - V_E}{2\,(I_{max} - I_s)} \times \frac{V_S}{V_E} \times \frac{1}{f}$$

La valeur du condensateur de sortie est fonction de l'ondulation résiduelle tolérée en sortie, de la fréquence de fonctionnement et des tensions d'entrée et de sortie :

$$C = \frac{V_S}{V_E} \times \frac{(V_E - V_S)}{8L\ f^2\ (\Delta V_S - V_H)}$$

Ces équations ne se veulent pas rigoureuses; elles peuvent cependant être un outil de calcul utile pour dégrossir le problème dans le cas où on voudrait réaliser une alimentation à commutation utilisant un amplificateur d'erreur en autooscillateur.

Les valeurs réelles utilisées après expérimentation sont :

$L = 2$ mH; $V_H = 25$ mV; $C = 50\ \mu$F.

L'alimentation réalisée à titre d'exemple (fig. 19) avec le SN 72723 ayant les caractéristiques suivantes :

16 volts / 1,2 A
ΔV_S < 50 mV
f > 20 kHz
V_E > 25 volts
protégée contre les court-circuits

a donné les calculs suivants :

$L_{min} = 1{,}5$ mH; $V_H = 25$ mV; $C = 100\ \mu$F.

La limitation en courant utilise le transistor interne du SN 72723; la tension nécessaire pour le débloquer est donnée d'une part par la chute de tension aux bornes de R & C, d'autre part par la tension ramenée sur l'émetteur par l'intermédiaire du pont R7, R8, ce qui permet de ne protéger le transistor extérieur que lorsqu'il vient en saturation, donc de permettre à l'oscillation de se poursuivre même sous conditions de court-circuit et de diminuer alors probablement la puissance dissipée, tout en fournissant un signal sonore, la fréquence d'oscillation descendant à des fréquences audibles.

$$I_{Lim} = \frac{V_{BE}}{R_{SC}} + \frac{R_8}{R_7 + R_8} \quad \frac{(V_E - V_S)}{R_{SC}}$$

Le rendement de l'alimentation donné sur le schéma dépasse 80%.

Les pertes par commutation sont faibles, le temps de commutation du ballast de sortie environ 1 μs restant court devant le temps de saturation.

L'utilisation de diodes à recouvrement rapide 1 N 3880 diminue les pertes lors de la mise en conduction du transistor; le courant produit par les charges stockées restant faible.

Les pertes par conduction du transistor approximativement :

$$P_{ST} = V_{CESAT} \cdot I_S \cdot \frac{V_S}{V_E}$$

et, par conduction de la diode, approximativement :

$$P_{SD} = V_{FD} \cdot I_S \cdot \frac{V_E - V_S}{V_E}$$

représentant une part importante de la puissance perdue, tout en étant faibles devant la puissance de sortie.

Les alimentations à commutation à très bon rendement sont réalisées avec un petit nombre de composants, grâce à l'utilisation du SN 72723. Les principes de fonctionnement, assez simples, ont été exposés ici et les équations données permettront de réaliser rapidement de telles alimentations.

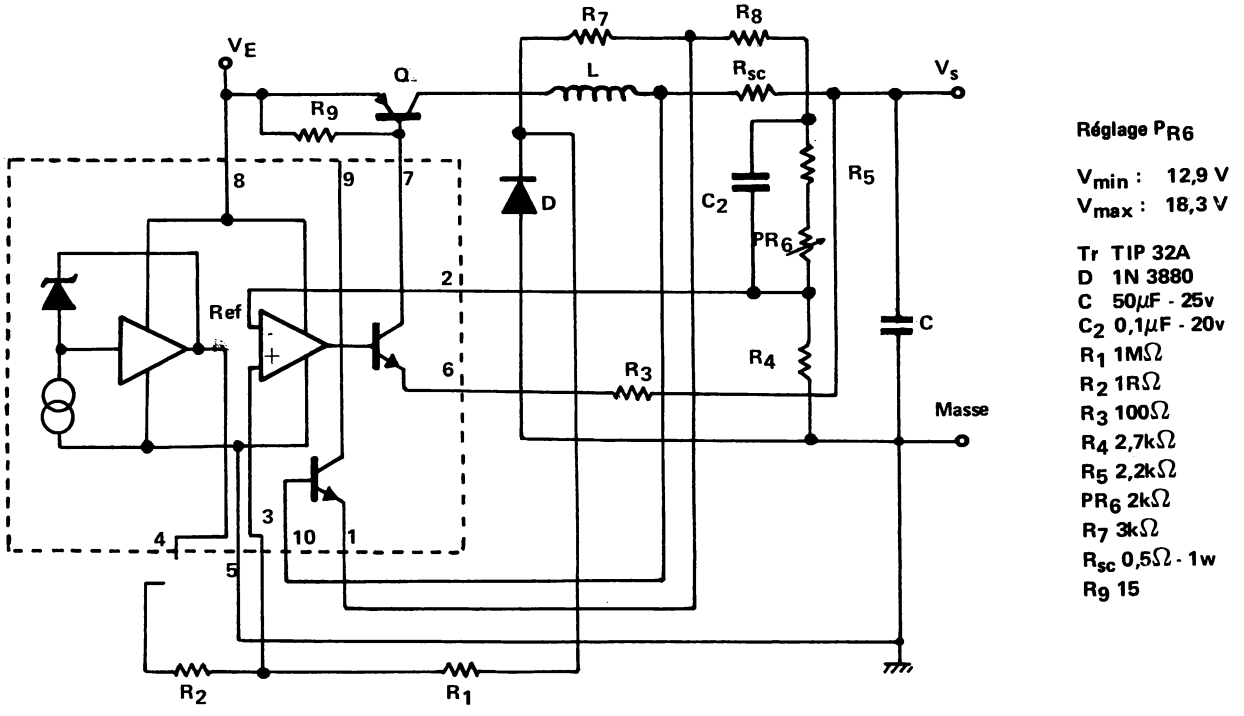


Figure 19. Alimentation 13 - 18 V; 1,2 A